스위칭 모드 파워 모듈의 이산영역 모델링 및 제어

곽 재 혁,임 준 홍
한양대학교 전자컴퓨터공학부

Modeling and Control of Switched Mode Power Module

Jaehyuk Kwak , Joonhong Lim
HanYang Uni.

keyword : Switched-mode Power Module,Piecewise linear system

Abstract - 본 논문에서는 광대역 입력전압에 대응 할 수 있는 직류 변환 장치(DC-DC Converter)의 제어기의 모델링 및 제어 방법에 대해서 제안한다. 일반적으로 직류 변환 장치의 주된 목적은 입력되는 직류 전압에 대해서 출력전압을 지속적이고 안정적으로 유지해 주는 것이다. 따라서, 안정적인 출력 전압을 얻는 방법으로서 제어되지 않은 직류 변환 장치에 입력전압을 안정적으로 공급해주는 방법도 고려해 볼 수 있으나, 이럴 경우 입력 전류의 변화나 입력 전압이 지속적으로 변하는 경우에 대처 하기 어렵다. 따라서, 이러한 문제점들을 해결하기 위해서 출력전압을 궤환 시키고 이 신호에 의해 직류 변환 장치를 제어하는 방법을 고려한다. 또한, 단순한 제어기를 사용할 경우 그 입력전압의 범위가 소자의 한계와 안정성으로 인하여 국한적으로 한정되므로, 이러한 문제를 해결하기 위해 다수의 컨버터를 연결하고 이것을 프로세서를 사용하여 제어하는 방법을 설계한다. 모델링된 직류 변환 장치는 불연속선형 시스템(Piecewise Linear System)으로 해석되어 질 수 있으며, 아울러 각기 다른 입력 범위에서 동작하는 컨버터들에 대해서도 모델링되어야 한다. 또한 일정 간격의 입력 범위내에서 서로 다른 컨버터들을 동작시켜 줄 수 있는 방법도 고려한다. MATLab을 이용하여 파워 컨버터의 성능을 입증하고, 아울러 실제 회로의 실험을 통하여 결과를 검증한다.

1. 서 론

직류변환장치(DC-DC Converter)는 요즘의 회로에서 사용되어지고 있는 각기 다른 다양한 입력전압을 회로에서 사용되는 기본 전원인 직류를 사용하여 변환시킬 수 있고, 또한 적은 손실로서 에너지를 전달할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 그리고, 회로들이 소형화됨으로써 컨버터 또한 소형, 고효율화 되고 있다. 하지만 상용화되고 있는 컨버터들은 한정된 입력전압에서의 변환을 목적으로 하고 있으며, 입력 전압이 매우 심하게 변하는 등의 특수한 상황에서는 그 성능을 제대로 수행하지 못한다. 그러므로, 이러한 경우에 대처하기 위해서 우리는 일정 범위의 입력에서 좋은 효율을 가지는 다수의 컨버터를 연결하고, 입력 범위에 따라서 각각의 컨버터를 구동시키는 제어용 프로세서를 사용하였다.

직류 변환 장치(DC-DC Converter)는 '입력 직류전압을 구형파의 형태로 변환한 뒤 필터를 거쳐서 제어된 출력직류 전압을 얻는 장치이다.[3] 이때에 구형파는 스위치의 시비율(Duty Ratio)를 조절함으로서 출력전압을 제어하는데, 이러한 특성상 스위치 모드 전원 장치라고도 부른다. 직류 변환 장치의 해석은 이산시간 선형시스템 (Discrete-time Linear System)[2], 퍼지(fuzzy)[6]등 여러 가지 방법을 통하여 이루어지고 있으며, 본 논문에서는 불연속선형시스템(Piecewise Linear System) 측면에서의 모델링을 수행하였다.

* 본 연구는 2000 연도 과학기술부 기초연구지원사업의 일환인 지역협력연구센터(한양대 전자재료 및 부품 연구센터) 기본 프로그램으로 수행되었습니다.

2 부스트 컨버터(BOOST Converter) 모델링

다음 그림은 부스트 컨버터의 기본 회로도이다.

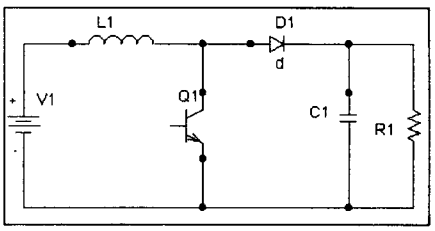

그림 1. 부스트 컨버터

위의 회로에서 행렬형태의 상태방정식(State Equation)을 구하면,
스위치가 켜진 상태에서는,

$$S_{on}:\ \dot{x} = A_1 x + B_1 u \qquad u_o = E_1 x \tag{1}$$

가 되고,
스위치가 꺼진 상태에서는,

$$S_{off}:\ \dot{x} = A_2 x + B_2 u \qquad u_o = E_2 x \tag{2}$$

가 된다. 여기서 $x=(i_L, v_C)$ 이고 $u=(v_s, v_r)$ 이다. 각각의 행렬값은 아래와 같다

	On 상태	Off 상태
A	$A_1=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}$	$A_2=\begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}$
B	$B_1=\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$	$B_2=\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$
E	$C_1=[\,0\ \ 1\,]$	$C_2=[\,0\ \ 1\,]$

표 1. 행렬값

이산영역에서의 상태변화는 아래의 그림과 같이 변화한다.

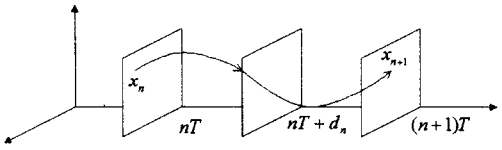

그림 2. 상태 변화

그러므로 이산영역에서의 운동방정식을 구하기 위해서는 n과 n+1인 사이클, $t\in[nT,(n+1)T)$인 구간에서의 동작특성을 고려한다. 일반적으로 직류변환장치는 입력 $u=(v_s,v_r)$의 변화를 무시할 수 있을 정도의 고주파에서 동작하므로 v_s,v_r을 상수가 되고, 이를 $u_n=(v_{sn},v_{rn})$으로 한다. 그리고, $x_n=x(nT)$, $v_{on}=v_o(nT)$로 하고, 사이클사이에서 상태가 변하는 순간을 $nT+d_n$이라고 한다.

입력 $u=(v_s,v_r)$가 상수라는 가정을 이용하여 이산영역에서의 운동방정식을 구하면,

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= f(x_n,u_n,d_n) \\ &= e^{A_2(T-d_n)}\left(e^{A_1 d_n}x_n+\int_0^{d_n}e^{A_1(d_n-\sigma)}d\sigma B_1u_n\right) \\ &+\int_{d_n}^{T}e^{A_2(T-\sigma)}d\sigma B_2u_n\Big) \end{aligned} \quad (3)$$

과 같다.

하지만, 위의 식(3)은 제한적인 조건을 갖는 비선형방정식이다. 따라서, 제한 조건이 없는 선형이산영역에서의 운동방정식을 구하면

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{n+1} &\approx \Phi\,\tilde{x}_n+\Gamma\,\tilde{u}_n \\ \tilde{v}_{on} &= E\,\tilde{x}_n \end{aligned} \quad (4)$$

이다. 여기서,

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{\partial f}{\partial x_n}-\frac{\partial f}{\partial d_n}\left(\frac{\partial g}{\partial d_n}\right)^{-1}\frac{\partial g}{\partial x_n}\Big|_{(x_n,u_n,d_n)=(x^0(0),u,d)} \\ &= e^{A_2(T-d)}\left(I-\frac{((A_1-A_2)x^0(d)+(B_1-B_2)u)C}{C(A_1x^0(d)+B_1u)-\dot{h}(d)}\right)e^{A_1d} \\ &= e^{A_2(T-d)}\left(I-\frac{(\dot{x}^0(d^-)+\dot{x}^0(d^+))C}{C\dot{x}^0(d^-)-\dot{h}(d)}\right)e^{A_1d} \\ \Gamma &= \frac{\partial f}{\partial u_n}-\frac{\partial f}{\partial d_n}\left(\frac{\partial g}{\partial d_n}\right)^{-1}\frac{\partial g}{\partial u_n}\Big|_{(x_n,u_n,d_n)=(x^0(0),u,d)} \\ &= e^{A_2(T-d)}\left(\int_0^d e^{A_1\sigma}d\sigma B_1\right) \\ &-\frac{(A_1-A_2)x^0(d)+(B_1-B_2)u}{C(A_1x^0(d)+B_1u)-\dot{h}(d)}\left(C\int_0^d E^{A_1\sigma}d\sigma B_1+D\right)\Big) \\ &+\int_0^{T-d}e^{A_2\sigma}d\sigma B_2 \\ &= e^{A_2(T-d)}\left(\int_0^d e^{A_1\sigma}d\sigma B_1\right) \\ &-\frac{\dot{x}^0(d^-)-\dot{x}^0(d^+)}{C\dot{x}^0(d^-)-\dot{h}(d)}\left(C\int_0^d e^{A_1\sigma}d\sigma B_1+D\right)\Big) \\ &+\int_0^{T-d}e^{A_2\sigma}d\sigma B_2 \end{aligned} \quad (5)$$

이다.

직류변환장치의 해석시 각 소자의 고유 저항, 외부 신호, 등의 요소들을 고려하면 위의 식과 같은 단순한 수식이 아닌 매우 복잡한 형태를 갖게 된다. 하지만 본 논문의 목적이 효율성보다는 응용방법론적인 것이므로 모든 요소들을 사용한 회로의 해석은 배제한다.

3. 스위칭 타이밍 결정 방법

실제적으로 직류변환장치(DC-DC Converter)를 제어하는데 사용되는 시비율(duty ratio)을 결정하는 외부 변수로서 출력 전압을 사용한다. 본 논문에서는 출력 전압을 궤환시키고 이를 디지털 변환한 뒤, 이 데이터를 프로세서에서 처리한다. 이 방법은 여러 퍼지이론을 적용한 논문에서 대부분 사용하고 있는 방법이며[6], 일반적으로 스위칭 타이밍이 수백KHz이대인 점을 고려하면, 충분히 프로세서의 연산능력으로 계산가능하다.

다음에 스위칭 타이밍의 결정 순서를 나타낸 블록 다이어그램을 보이고 있다.

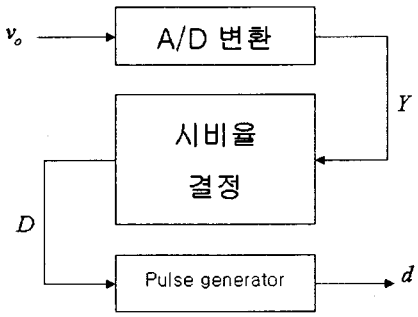

그림 3. 스위칭 타이밍 결정

스위칭 타이밍을 결정하는 방법을 설명하면,
먼저 출력전압 v_o을 디지털 변환을 하면,

$$y=gv_o=\triangle vY \quad (6)$$

와 같다.

여기서, g는 출력전압의 크기를 바꾸어주는 게인이고, Y는 변환된 정수형태의 값을 나타낸다.

$$\triangle v=\frac{y_{\max}}{2^n-1} \quad (7)$$

$\triangle v$는 컨버터에서 증가하는 최소 전압값이며, n은 컨버터의 분해능을 나타낸다. 즉, $\triangle v$는 제어할 수 있는 최소 전압값이 된다. 즉 분해능 값을 높여줌으로써 제어할 수 있는 전압을 낮추어 줄 수 있다.

다음은 스위칭 타이밍을 결정하는 부분이다.

$$D=D_M-(Y_{V_r}-Y) \quad (8)$$

위에서 D는 시비율을 나타내며, 0~255까지의 정수값이다. 여기서, 시비율 0.5를 127에 대응시키고, D_M은 시비율의 중간값 0.5이므로 127의 값을 갖는다.

Y_{V_r}은 제어하려는 출력전압값이다. 이 값은 입력전압과 출력전압의 관계에서

$$v_o=\frac{v_s}{1-d}$$

시비율값을 통해서 알 수 있다. 즉, 제어하고자 하는 시비율값과 동일하다. 또한 이것은 D와 마찬가지로 0~255에 대응되는 값을 가진다.

$$P_{V_r}=\triangle PD \quad (9)$$

위의 관계에서 P_{V_r}은 구형파를 발생시키기 위한 입력전압이며, D/A컨버터의 출력전압이다.

결과적으로 스위칭 타이밍은 아래의 식과 같이 표현된다.

$$d=kP_{V_r} \quad (10)$$

위의 식(6)-(10)의 관계에서 스위칭 타이밍 d는

$$d = k\triangle P\left\{D_M - \left(Y_{V,} - \frac{g v_o}{\triangle v}\right)\right\} \quad (11)$$

과 같다. 따라서, $\triangle P, D_M, g, \triangle v$는 상수이고, v_o은 컨버터의 출력전압이므로 $Y_{V,}$을 제어함으로서 결과적으로 타이밍을 제어할 수 있다.

스위칭 상태가 변하는 시간은 다음의 영역에서 이루어진다.

$$S_{on} : T \in [0, dT)$$
$$S_{off} : T \in [dT, T) \quad (12)$$

4. 실험 및 결과

이상과 같은 과정을 통해서 직류변화장치의 스위칭 타이밍을 제어하기 위한 방법을 보였다. 따라서, 본 연구에서는 직류변환장치의 출력전압을 궤환하고 이를 A/D 변환한뒤 변환된 데이터를 컴퓨터로 입력시키는 인터페이스를 그림 4.과 같이 제작하였다.

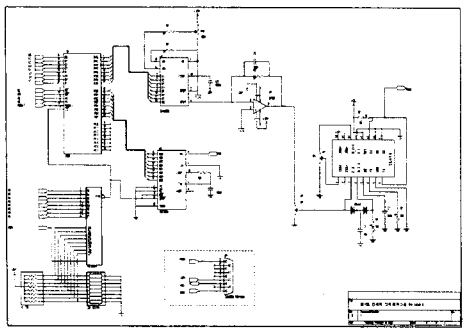

그림 4. 인터페이스 회로도

다음의 그림은 실험의 결과이며, 각각의 그림은, (a) d = 0.5 , (b) d = 0.6 , (c) d = 0.7 일때의 출력 파형을 보이고 있다. 기본 스위칭 타이밍에 맞추에 출력전압을 제어 하는 모습을 보이고 있다. 입력 전압은 12V 이며 d값이 증감함에 따라 출력값도 올라가는 것을 볼 수 있다.

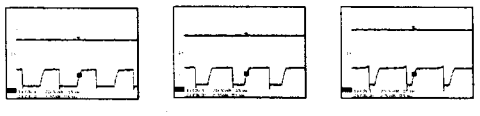

그림 5. 출력 파형

실험결과 시비율에 따른 이상적인 출력전압의 상승은 볼 수 없었다. 또한, 출력 전압의 리플도 존재하고 있다. 그리고, 출력전압을 궤환시키고 변환하는 과정에서 컨버터의 분해능에 따라서 제어 할 수 있는 최소 전압의 크기가 변화한다. 이번 실험에서는 8bit의 분해능을 가지는 컨버터를 사용하였다.

5. 결 론

직류변환장치에서의 디지털제어방식은 제어 알고리즘의 적용 및 변화를 쉽게 적용시킬 수 있지만 디지털 회로를 구성하기 위한 주변 장치의 증가로 인하여 그 전체적인 크기가 증가한다. 실험의 결과에서는 좋은 결과를 얻을 수 있었지만, 실제적인 구현에 있어서는 제어기의 크기로 인해서 소형화하기 어려운 단점을 가지고 있다. 따라서, 직류변환을 위한 소형의 디지털 제어기의 개발이 필요하다고 볼 수 있다.

[참 고 문 헌]

[1] Sven HedLund, Mikael Johansson, "PwlTool A MatLab toolbox for analysis of Piecewise Linear Systems" , *Lund Institute of Technology* , Mar. 1999

[2] Chung-Chien Fang, "Sampled-Data Analysis and Control of DC-DC switching Converters" , Ph.D. Thesis , May 1997.

[3] 김희준, "스위치모드 파워서플라이"

[4] G. Escobar, R.Ortega, H.Sira-Ramirez, J-P. Vilain, and I.Zein," An Experimental Comparison of Several Nonlinear Controllers for power Converters" , *IEEE Control Systems Magazine* , V.19 N.1 , P. 66-82 , Feb. 1999

[5] Escobar G, van der Schaft AJ, Ortega R , " A Hamiltonian viewpoint in the modeling of switching power converters ", *Automatica* , V.35 N.3 , P. 445-452 , Jan. 1999

[6] H. S. H. Chung, E. P. W. Tam, S. Y. R. Hui , " Development of a Fuzzy Logic Controller for Boost Rectifier with Active Power Factor Correction " , *Proceedings of the 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* - Vol. 1 , P. 149-154 , Jun. 1999

[7] Shui-Sheng Qiu, Igor M. Filanovsky and Bo-Tao Lin , " A new method of analysis for PWM switching power converters ", *International Journal of Electronics* - vol. 86, No. 11, P. 1395-1410, 1999